

## (12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织  
国际局

(43) 国际公布日:

2004年5月27日(27.05.2004)

PCT

(10) 国际公布号:

WO 2004/045108 A1

(51) 国际分类号<sup>7</sup>: H04B 7/26

(21) 国际申请号: PCT/CN2003/000948

(22) 国际申请日: 2003年11月11日(11.11.2003)

(25) 申请语言: 中文

(26) 公布语言: 中文

(30) 优先权:  
02148361.2 2002年11月11日(11.11.2002) CN

(71) 申请人(对除美国以外的所有指定国): 华为技术有限公司(HUAWEI TECHNOLOGIES CO., LTD.) [CN/CN]; 中国广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼, Guangdong 518129 (CN).

(72) 发明人: 及

(75) 发明人/申请人(仅对美国): 李刚(LI, Gang) [CN/CN]; 周辉(ZHOU, Hui) [CN/CN]; 汪浩(WANG, Hao) [CN/CN]; 中国广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼, Guangdong 518129 (CN).

CORPORATION); 中国北京市海淀区花园东路10号  
高德大厦8层, Beijing 100083 (CN).

(81) 指定国(国家): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW

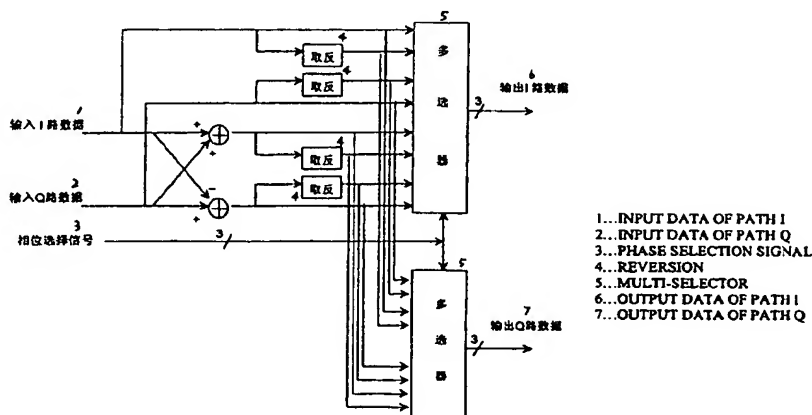
(84) 指定国(地区): ARIPO专利(BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚专利(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), 欧洲专利(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI专利(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG)

本国际公布:

— 包括国际检索报告。

(74) 代理人: 北京德琦知识产权代理有限公司(DEQI  
INTELLECTUAL PROPERTY LAW所引用双字母代码和其它缩写符号, 请参考刊登在每期  
PCT公报期刊起始的“代码及缩写符号简要说明”。(54) Title: METHOD FOR IMPLEMENTING A FUNCTION OF CLOSED LOOP TRANSMITTING DIVERSITY ON  
THE DEDICATED CHANNEL

(54) 发明名称: 实现专用信道闭环发射分集功能的方法



(57) Abstract: The present invention discloses a method for implementing a function of closed loop transmitting diversity on the dedicated channel, which comprises: decomposing the weighting factor of every antenna into a phase complex multiplication coefficient and a power offset term, obtaining the power offset value  $A_{dB}$  by the conversion of power offset term, and said phase complex multiplication coefficient is the complex number of which both real part and imaginary part are  $\pm 1$  or 0; phase-modulating the framing data by using the phase complex multiplication coefficient; getting a power amplitude value by using said power offset value  $A_{dB}$ , and then using the obtained power amplitude value, transmitting the phase-modulated framing data in step B via the corresponding antenna, thereby implementing the weighting function of closed loop weighting factor for downlink dedicated channel. According, this invention can simplify greatly the chip design, and satisfy preferably the accuracy requirement when occupying less the chip resource.

[见续页]



---

(57) 摘要

本发明公开了一种实现专用信道闭环发射分集功能的方法，该方法包括：将每个天线的加权因子分解为相位复乘系数和功率偏移项，并将功率偏移项换算得到功率偏移量  $A_{dB}$ ，所述相位复乘系数为实、虚部均为  $\pm 1$  或 0 的复数；利用所述相位复乘系数对组帧数据进行相位调整；利用所述功率偏移量  $A_{dB}$  获取功率幅度值，然后利用获取的功率幅度值将步骤 B 中进行相位调整后的组帧数据在对应的天线发射出去，实现闭环分集加权因子对于下行专用信道数据的加权作用，从而极大地简化了芯片设计，在占用较少芯片资源的同时也较好的满足了精度要求。

## 实现专用信道闭环发射分集功能的方法

### 技术领域

本发明涉及移动通信系统的分集发射技术，特别是指一种在宽带码分多址/通用移动通信系统（WCDMA/UMTS, Wideband Code Division Multiple Access/Universal Mobile Telecommunication System）的基站中实现专用信道闭环发射分集功能的方法。

### 发明背景

移动通信系统的基站使用两种类型的发射分集来提高用户数据传输的性能，分别是开环分集和闭环分集。使用闭环发射分集时，基站使用两个天线发射用户信息。基站根据用户终端（UE, User Equipment）的反馈调整天线，UE 的反馈比特（FBI, Feedback Information）在上行专用物理控制信道（DPCCH, Dedicated Physical Control Channel）中传输。

闭环发射分集本身有两种操作模式。在模式 1 中，UE 的反馈命令控制相位的调整使 UE 接收的功率最大，因而基站保持天线 1 的相位不变，根据两个连续反馈命令的滑动平均来调整天线 2 的相位。这种模式下天线 2 可以采用四种不同的相位设置。

在模式 2 中，除了相位调整，还有幅度调整，但是要使用四个比特的反馈命令，这四个比特位于四个上行 DPCCH 时隙，其中一个为幅度调整命令，三个为相位调整命令。这样就有八种不同的相位和两种不同的幅度组合，基站的信号发送共有 16 种组合。

其中，闭环分集只适用于专用信道和与专用信道一起使用的下行共享信道（DSCH, Downlink Shared Channel）。而开环分集则既可用于专用信道又可用于公共信道。

本文中的闭环分集、闭环发射分集、专用信道闭环发射分集是同一的概念，模式 1 和模式 2 的概念在上文已有描述。其中的天线 1 和天线 2 其实可以称为主天线和分集天线，在不存在分集（开环或闭环）的情况下，数据只通过天线 1 发送，天线 2 上没有数据；在有分集的情况下，数据除了从天线 1 发送，也从天线 2 发送。

在 WCDMA 基站专用信道的下行调制中，需要实现闭环发射分集的功能。所述闭环发射分集功能可分解为加权因子计算、功率/相位调整和导频（PILOT）图案分配三大功能。其中：

(1) 加权因子计算是根据解调帧送来的相应上行专用物理信道（DPCH, Dedicated Physical Channel）的 FBI 信息，每个时隙计算一次当前两天线的加权因子。DPCH 由 DPCCH 和专用物理数据信道（DPDCH, Dedicated Physical Data Channel）组成。

(2) 功率/相位调整是利用计算出的加权因子，每个时隙对 DPCH 信道在两天线上作复数乘法；

(3) PILOT 图案分配是指在闭环分集模式 1 时，DPCH 在两天线上发送正交的导频图案，而在模式 2 时 DPCH 在两天线上的导频图案相同。

其中，PILOT 图案分配的处理比较简单，但是计算加权因子并且对扩频后的复信号进行加权的工作则比较复杂。这是因为加权因子的实部和虚部在很多情况下是小数，这在进行复数乘法时有较大的困难。

支持 DPCH 闭环模式发射分集的发射机结构如图 1 所示。其中，信道编码、交织和扩频部分都与非分集模式相同。扩频后的复信号送到两个发射天线，并被天线的特定加权因子  $w_1$  和  $w_2$  加权。通常情况下加权因子为复数，即  $w_i = a_i + jb_i$ ， $w_1$  和  $w_2$  分别对应于闭环模式 1 下的相位调整量和闭环模式 2 下的相位/幅度调整量。加权因子由 UE 决定，并利用上行 DPCCH 的 FBI 字段的 D 域比特通知 WCDMA 的基站。

闭环发射分集使用模式1或模式2中的哪种模式由高层指定。在模式1中，对两个时隙接收到的相位取平均后得到加权因子 $w_2$ ，而 $w_1$ 为常数。在模式2中，其相位信息（FSM<sub>ph</sub>）由三个时隙接收到的FBI得到，功率信息（FSM<sub>po</sub>）由一个时隙的FBI得到，通过由FBI构成的反馈通知信息（FSM，Feedback Signalling Message）得到相位差和天线的发射功率，从而计算出加权因子 $w_1$ 和 $w_2$ 。两种模式都有一些特殊情况，即帧尾调整，初始化和压缩模式。下面是各个情况下具体的操作。

### (1) 帧尾调整

在每帧的尾部，对于模式1，当收到时隙（Slot）0的FBI时，并不是与上一帧时隙14的FBI进行组合，而是与上一帧时隙13组合；对于模式2，每帧最后一个FSM只有三个FSM<sub>ph</sub>位，而没有FSM<sub>po</sub>位，功率调整仍使用上一个FSM的信息。

### (2) 闭环分集的初始化

上行DPCH建链后（此时下行DPCH已经建链），UE从Slot0开始发送FBI，基站在模式1仅收到Slot0的FBI，在模式2情况下，未收完三比特的FSM<sub>ph</sub>时，按表3对相位进行初始化，未接收到一比特FSM<sub>po</sub>时，使用0.5作为天线的发射功率。

### (3) 闭环分集模式2 的压缩模式恢复期

若FSM正好在上行时隙0、4、8、12恢复发送，则进行初始化；若FSM在其它时隙恢复发送，则在当前不完整的FSM周期中一直发送FSM<sub>ph</sub>的第一个bit，并且两天线功率设为相等；直到新的FSM周期到来时，进行初始化。

对于模式1，只有相位信息，因此需要2bit的FSM用于计算加权因子。表1所示为反馈指令FBI与上行无线帧的第i个时隙调整量的关系。由表1可以根据FSM求取相位调整量。

FSM <sub>ph</sub>	$\phi_i$														
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
0	0	$\pi/2$	0	$\pi/2$	0	$\pi/2$	0	$\pi/2$	0	$\pi/2$	0	$\pi/2$	0	$\pi/2$	0
1	$\pi$	$-\pi/2$	$\pi$	$-\pi/2$	$\pi$	$-\pi/2$	$\pi$	$-\pi/2$	$\pi$	$-\pi/2$	$\pi$	$-\pi/2$	$\pi$	$-\pi/2$	$\pi$

表1

然后由下面的公式（1）计算出天线2的加权因子。

$$w_2 = \frac{\sum_{i=n-1}^n \cos(\phi_i)}{2} + j \frac{\sum_{i=n-1}^n \sin(\phi_i)}{2} \tag{1}$$

5        其中  $\phi_i \in \{0, \pi, \pi/2, -\pi/2\}$

天线1的加权因子为常数：  $w_1 = 1/\sqrt{2}$

对于模式2，由其FSM<sub>po</sub>，FSM<sub>ph</sub>分别计算出两根天线的发射功率  
(power\_ant1, power\_ant2)和相位差(phase\_diff)（相位差的英文缩写）。

表2所示为闭环模式2信令消息的FSM<sub>po</sub>与发射功率的对应关系。表3  
10    所示为闭环模式2信令消息的FSM<sub>ph</sub>子字段与天线间相位差的对应关系。

FSM <sub>po</sub>	天线1的发射	天线2 的发射功
0	0.2	0.8
1	0.8	0.2

表2

FSM <sub>ph</sub>	两个天线之间的相位差(°)
000	180
001	-135
011	-90
010	-45
110	0
111	45
101	90
100	135

表3

在得到天线的发射功率power\_ant1, power\_ant2和相位差phase\_diff之后, 由下面的公式(2)计算加权因子w<sub>1</sub>和w<sub>2</sub>。

$$w = \begin{bmatrix} \sqrt{\text{power\_ant1}} \\ \sqrt{\text{power\_ant2}} \exp(j \text{ phase\_diff}) \end{bmatrix} \quad (2)$$

公式(2)的写法是一种向量表示方法, 上面一排表示w<sub>1</sub>, 下面一  
5 排表示w<sub>2</sub>。

常见的设计方法是根据设计精度要求, 用寄存器存储整数开方之后的数值, 该数值包括小数部分, 另外用寄存器标示小数位数。由于闭环发射分集计算出的加权因子需要与扩频后的编码数据进行乘法运算, 所以这样的设计方法在进行复数乘法时就显得比较复杂。不仅运算量特别  
10 大, 而且占用大量的资源。

从前面闭环分集加权因子的计算公式可以看到, 复数加权因子的一般形式为  $A \exp(j \text{ phase\_diff})$ , 根据相位差的取值, 加权因子取值可能为  $A$ ,  $-A$ ,  $Aj$ ,  $-Aj$ ,  $2^{-1/2}A(1+j)$ ,  $2^{-1/2}A(1-j)$ ,  $2^{-1/2}A(-1+j)$ ,  $2^{-1/2}A(-1-j)$ 。而  $A$  的取值为  $0.5^{1/2}$ 、 $0.2^{1/2}$  和  $0.8^{1/2}$ 。直接将  
15 这些复数加权因子和扩频后的数据进行乘法运算, 要占用大量的芯片资源, 而且实现起来比较困难。

## 发明内容

有鉴于此, 本发明的主要目的是提供一种实现专用信道闭环发射分集功能的方法, 以降低计算的复杂度, 减少对系统资源的占用。

20 本发明提供的一种实现专用信道闭环发射分集功能的方法, 该方法根据移动终端的反馈信息分别计算出天线1和天线2的加权因子, 还包括:

A. 将每个天线的加权因子分解为相位复乘系数和功率偏移项, 并将功率偏移项换算得到功率偏移量 $A_{dB}$ , 所述相位复乘系数为实、虚部均为 $\pm 1$ 或0的复数;

B. 利用所述相位复乘系数对组帧数据进行相位调整;

5 C. 利用所述功率偏移量 $A_{dB}$ 获取功率幅度值, 然后利用获取的功率幅度值将步骤B中进行相位调整后的组帧数据在对应的天线发射出去。

步骤A中所述功率偏移量可以通过将功率偏移项取对数后乘以20得到。

10 步骤C中所述获取功率幅度值可以将功率控制模块计算出的功率dB值减去所述功率偏移量 $A_{dB}$ , 再利用两者的差值查功率量化表得到。

当步骤A中所述功率偏移项为 $0.5^{1/2}$ 和 $0.8^{1/2}$ 时, 功率偏移量 $A_{dB}$ 分别为-3.01dB和-0.97dB。

15 步骤A中所述功率偏移量是将功率偏移项与 $2^n$ 之积, 取对数后再乘以20得到, 其中 $n$ 为整数;

步骤C中所述获取对应的功率幅度值是将功率控制模块计算出的功率dB值减去所述功率偏移量 $A_{dB}$ , 利用两者的差值查功率量化表得到对应的功率幅度值, 然后再将该功率幅度值右移 $n$ 位得到。

20 步骤A中所述功率偏移项为 $0.2^{1/2}$ 时, 功率偏移量 $A_{dB}$ 为-0.97dB,  $n$ 为1。

步骤A中天线1的加权因子对应的相位复乘系数为0。

步骤B可以包括:

B1、将相位复乘系数所有可能取值进行二进制编码, 所有可能取值是根据实、虚部均为 $\pm 1$ 或0的所有复数确定, 共八种;

25 B2、将组帧数据与所述相位复乘系数所有可能取值的二进制编码进



行复乘运算，得到八种结果；

B3、将所述八种结果的实部依次输入第一多选器，虚部依次输入第二多选器，所述多选器为八选一多选器；

5 B4、将步骤 A 中得到的相位复乘系数作为第一多选器和第二多选器的选择信号，并将第一多选器输出的数据为实部，第二多选器输出的数据为虚部，取该实部和虚部组合的复数作为所述相位复乘系数与组帧数据进行复乘运算后的结果，完成对组帧数据的相位调整。

本发明采用了一种全新的定点优化算法，作为闭环发射分集实现方案的关键技术，很好的解决了现有技术存在的问题。其中根据闭环发射分集加权因子的特点，将加权因子分解成相位复乘系数、功率偏移量以及右移位共三部分；相应地，复系数加权乘法也被分解为多选器、功率量化表偏移和移位三部分操作，实现相位调整和功率调整，最终实现闭环分集加权因子对于下行专用信道数据的加权作用。从而极大地简化了芯片设计，在占用较少芯片资源的同时也较好的满足了精度要求。与  
15 现有技术相比，本发明的方法具有以下优点：

(1) 现有技术中直接使用复数加权因子作为闭环发射分集的计算结果，不仅硬件实现复杂，占用资源较多，而且还影响到 WCDMA 下行专用信道的调制功率控制，本发明通过对加权因子进行优化分解，不仅实现简单，而且便于进行专用物理信道的功率控制；

20 (2) 由于下行共享信道采用相随专用信道的闭环发射分集的加权因子，因此利用下行专用信道的闭环发射分集复数加权因子的算法，同样简化了下行共享信道的闭环发射分集功能的实现，易于实现下行共享信道的功率控制过程。

## 附图简要说明

图 1 为现有技术中闭环发射分集功能的原理图；

图 2 为本发明中天线的相位调整实现原理图。

## 实施本发明的方式

5 下面描述一下本发明中闭环发射分集的具体实现方法：

模式 1 和模式 2 的复加权因子都可以因式分解为三部分：

(a) 相位复乘系数：一个实、虚部均为  $\pm 1$  或 0 的复数 C；

(b) 功率偏移项：一个  $2^{-1/2} - 2^{1/2}$  之间的小数 A；

(c) 右移位数：由缩小倍数  $1/2^n$  决定。

10 这三部分分别采用不同的实现方法：

(1) 实、虚部均为  $\pm 1$  或 0 的复数 C 与组帧后的数据作复乘法时，考虑到乘数的特殊性，可以采用加法器和选择器实现，如图 2 所示；

(2) 为避免很宽的乘法运算，乘以小数 A 的实现方法如下：将 A 换算成功率分贝数  $A_{dB}$ （则  $-3.01dB \leq A_{dB} \leq 3.01dB$ ），在功率控制模块  
15 查功率量化表之前先对功率 dB 值减去偏移量  $A_{dB}$ 。WCDMA 下行物理信道调制实现信道功率加权时，要根据信道功率 dB 值，查功率量化表得到信道的功率幅度值，因此上述小数 A 的实现就可以在该查表操作时一起完成，仅占用很少的额外资源。并且通过提取  $1/2^n$  的方法使 A 在 0.5-1 之间，从而提高运算精度。

20 (3) 乘以  $1/2^n$  的方法是在功率控制模块的最后按需要右移 n 位。当然，如果功率偏移项如果没有增大  $1/2^n$  倍，右移位数 n 也就不存在。

模式 1 的加权因子分解比较简单，天线 1 的加权因子  $w_1$  是常数，取对数后得到功率偏移量 -3.01dB，天线 2 的加权因子  $w_2$  通过公式 (1) 计算得到，有四种取值，具体采用何种取值由 2 比特 FSM 指令的值决定。天

线2的加权因子可分解为右移位数和相位复乘系数两部分，整个模式1中天  
 天线1和天线2的加权因子的分解情况如表4所示，从表4可以看出，天线  
 2的加权因子无非是 $(1+j)/2$ ， $(1-j)/2$ ， $(-1+j)/2$ ， $(-1-j)/2$ ，由于除以2就相  
 当于寄存器里存储的数据右移一位，所以可以分解为右移位数和相位复  
 数系数。

FSM指令		天线1		天线2		
Slot <sub>2n</sub>	Slot <sub>2n+1</sub>	加权因子	功率偏移	加权因子	右移位数	相位复乘系数
0	0	$0.5^{1/2}$	-3.01dB	$(1+j)/2$	1	$1+j$
0	1			$(1-j)/2$	1	$1-j$
1	0			$(-1+j)/2$	1	$-1+j$
1	1			$(-1-j)/2$	1	$-1-j$

表 4

对模式 2 加权因子的计算要依据 FSM 指令查表 2 和表 3 得到发射  
 功率和相位差，分解较复杂，如表 5 所示。表 5 中加权系数一项就是根  
 据 FSM 指令查表 2 和表 3，通过公式 2 计算得到模式 2 的加权因子。其  
 中又可分为天线 1 和天线 2 两种情况。

天线 1 的加权因子的取值很简单，是 0.2、0.5 或 0.8 这三个小数开  
 方。其中  $0.8^{1/2}$ ， $0.5^{1/2}$  取  $20\log$  运算得到 -0.97dB，即  $20 \times \log 0.8^{1/2} = -0.97$   
 和 3.01dB，即  $20 \times \log 0.5^{1/2} = -3.01$ ，而  $0.2^{1/2}$  直接取对数运算值偏小，所  
 以先做乘 2 处理，再取对数运算得到 -0.97dB，即  $20 \times \log(2 \times 0.2^{1/2}) = -0.97$ ，  
 相应地其右移位数置为 1，以保证恢复原值。天线 2 的加权因子除了小  
 数开方，还要乘以相位调整量，所以最终可以分解为相位复乘系数、右  
 移位数和功率偏移量三部分。

模式 2 的加权因子是由 3 比特 FSM<sub>ph</sub> 和 1 比特 FSM<sub>po</sub> 共 4 比特 FSM  
 指令计算得到，而模式 1 只需 2 比特 FSM 指令，这些 FSM 指令与天线  
 1、天线 2 各个参数对应关系在表 5 中也体现出来了。表 5 所示为模式  
 2 加权因子的分解。

FSM指令 Slot <sub>4n</sub> ~ Slot <sub>4n+3</sub>	天线1			天线2			
	加权 系数	功率 偏移	右移位 数	加权系数	功率偏移	右移位 数	相位复 乘系数
000_0	$0.2^{1/2}$	-0.97dB	1	$0.8^{1/2} * e^{jn}$	-0.97dB	0	-1
001_0				$0.8^{1/2} * e^{jn5/4}$	2.04dB	1	-1-j
010_0				$0.8^{1/2} * e^{-jn/4}$	2.04dB	1	1-j
011_0				$0.8^{1/2} * e^{-jn/2}$	-0.97dB	0	-j
100_0				$0.8^{1/2} * e^{jn3/4}$	2.04dB	1	-1+j
101_0				$0.8^{1/2} * e^{jn/2}$	-0.97dB	0	J
110_0				$0.8^{1/2} * e^0$	-0.97dB	0	1
111_0				$0.8^{1/2} * e^{jn/4}$	2.04dB	1	1+j
000_1	$0.8^{1/2}$		0	$0.2^{1/2} * e^{jn}$	-0.97dB	1	-1
001_1				$0.2^{1/2} * e^{jn5/4}$	2.04dB	2	-1-j
010_1				$0.2^{1/2} * e^{-jn/4}$	2.04dB	2	1-j
011_1				$0.2^{1/2} * e^{-jn/2}$	-0.97dB	1	-j
100_1				$0.2^{1/2} * e^{jn3/4}$	2.04dB	2	-1+j
101_1				$0.2^{1/2} * e^{jn/2}$	-0.97dB	1	J
110_1				$0.2^{1/2} * e^0$	-0.97dB	1	1
111_1				$0.2^{1/2} * e^{jn/4}$	2.04dB	2	1+j
000_x	$0.5^{1/2}$	-3.01dB	0	$0.5^{1/2} * e^{jn}$	-3.01dB	0	-1
001_x				$0.5^{1/2} * e^{jn5/4}$	0dB	1	-1-j
010_x				$0.5^{1/2} * e^{-jn/4}$	0dB	1	1-j
011_x				$0.5^{1/2} * e^{-jn/2}$	-3.01dB	0	-j
100_x				$0.5^{1/2} * e^{jn3/4}$	0dB	1	-1+j
101_x				$0.5^{1/2} * e^{jn/2}$	-3.01dB	0	J
110_x				$0.5^{1/2} * e^0$	-3.01dB	0	1
111_x				$0.5^{1/2} * e^{jn/4}$	0dB	1	1+j
模式2恢复期功率偏移为-3.01dB, 右移位数0, 相位复乘系数为-1或1由FSM决定。							

表 5

从表 5 中可以看出, 模式 2 情况下, 天线 1 的加权因子  $w_1$  可以分解为功率偏移量和右移位数两部分, 这两部分的具体取值与 FSM 指令有关。天线 2 的加权因子  $w_2$  可以分解为功率偏移量、右移位数和相位复乘系数三部分, 它们的取值也由 FSM 的值决定。

无论是模式1还是模式2，天线2的加权因子分解后都会形成一个实、虚部均为 $\pm 1$ 或0的复数C，该复数C与组帧后数据进行复数乘法时，将改变组帧数据的相位，因此该复数C可称为相位复乘系数。假设组帧数据用 $I + jQ$ 表示，其中I表示实部，Q表示虚部，考虑到相位复乘系数的各种取值，那么组帧数据与相位复乘系数进行复乘运算之后的结果只有8种可能。为便于实现，将相位复乘系数编码为相位选择信号，相位选择信号从0开始，一直到7，用二进制表示。表6所示为相位复乘系数与选择信号对应表。

相位复乘系数	复乘运算结果	相位选择信号
1	$I + jQ$	000
-1	$-I - jQ$	001
j	$-Q + jI$	010
-j	$Q - jI$	011
$1-j$	$I+Q - j(I-Q)$	100
$-1+j$	$-(I+Q) + j(I-Q)$	101
$1+j$	$(I-Q) + j(I+Q)$	110
$-1-j$	$-(I-Q) - j(I+Q)$	111

表6

根据表6相位选择信号与复乘运算结果的关系，可以方便地实现 I 路和Q路数据的相位调整电路，如图2所示。从图中可以看出，相位调整后输出I 路数据分别为I， -I， -Q， Q， I+Q， -(I+Q)， Q-I， I-Q， 对应于表6中复乘运算结果的实部；相位调整后输出Q路数据分别为Q， -Q， I， -I， Q-I， I-Q， I+Q， -(I+Q)， 对应于表6中复乘运算结果的虚部。由于仅有天线2存在相位复乘系数，所以只有天线2需要进行相位调整的操作。

本发明中，模式1和模式2的加权因子分解后都会形成介于 $2^{-1/2} \sim 2^{1/2}$ 之间的小数A，该小数A通过取对数运算转化为以dB为单位的数值  $A_{dB}$ ，称为功率偏移量，它和右移位n共同作用于下行专用信道调制中的功率控制模块。在下行专用信道的调制过程中，编码数据经过物理

成帧后，按信道化码进行扩频，然后与扰码进行复乘运算得到加扰后数据，最后由功率控制模块输出的功率对加扰后数据进行调制输出。因此功率控制也是下行专用信道调制中重要的功能点，在功率控制模块中主要实现内环功率控制、有限功率增长和功率均衡。功率控制的输出将直接作用于专用信道加扰后的数据。因此在功率控制模块计算出专用信道各个域具体的功率dB值之后，需要将其减去闭环分集功率偏移量  $A_{dB}$ ，然后查功率量化表得到对应的功率幅度值，此时再根据闭环分集的右移位数对功率幅度值进行移位处理，从而实现闭环分集加权因子对于下行专用信道数据的加权作用。

10 综上所述，本发明根据闭环发射分集加权因子的特点，将加权因子分解成相位复乘系数  $C$ 、功率偏移量  $A_{dB}$  以及右移位数  $n$  三部分；相应地，复系数加权乘法也被分解为多选器、功率量化表偏移和移位三部分操作，从而极大地简化了芯片设计。该算法在占用较少芯片资源的同时也较好的满足了精度要求。

15 表7是本发明中所用到的功率量化表，在本发明的方法中，功率是通过查表7来获取的，其中包括功率地址值（即前面所说的功率dB值）和与之相对应的，为直观地表示数值，这里采用十进制来表示功率幅度值，但在实际操作中是使用二进制表示的功率幅度值。具体使用时是取功率幅度值与需要发送的数据做乘法运算，然后通过天线发射出去。功率幅度值就决定了发送数据的能量，从表7中可以看出，功率地址值越大，功率幅度值就越小，反之亦然。不存在发射分集的情况下，只有天线1发送数据；而存在发射分集时，天线1和天线2都发送数据，因此要求两个天线的功率都下降，这里指功率幅度值，以便同只有一个天线发送时的功率相同。功率幅度值的下降就要求功率地址值的增加，所以从  
20 这个意义上讲，要对功率地址值加上一个偏移量，因前面计算得到的  
25

A<sub>dB</sub>是个负数，所以减去这个负数即可达到“加上”的效果，也就是达到功率地址值增加，功率幅度值减少的效果。

功率地址值	功率幅度值	功率地址值	功率幅度值	功率地址值	功率幅度值	功率地址值	功率幅度值
1	7,607	46	2,083	91	570	136	156
2	7,392	47	2,024	92	554	137	152
3	7,182	48	1,967	93	539	138	147
4	6,978	49	1,911	94	523	139	143
5	6,780	50	1,857	95	508	140	139
6	6,588	51	1,804	96	494	141	135
7	6,401	52	1,753	97	480	142	131
8	6,219	53	1,703	98	466	143	128
9	6,043	54	1,655	99	453	144	124
10	5,871	55	1,608	100	440	145	121
11	5,705	56	1,562	101	428	146	117
12	5,543	57	1,518	102	416	147	114
13	5,386	58	1,475	103	404	148	111
14	5,233	59	1,433	104	392	149	107
15	5,084	60	1,392	105	381	150	104
16	4,940	61	1,353	106	370	151	101
17	4,800	62	1,314	107	360	152	99
18	4,664	63	1,277	108	350	153	96
19	4,531	64	1,241	109	340	154	93
20	4,403	65	1,206	110	330	155	90
21	4,278	66	1,171	111	321	156	88
22	4,157	67	1,138	112	312	157	85
23	4,039	68	1,106	113	303	158	83
24	3,924	69	1,075	114	294	159	81
25	3,813	70	1,044	115	286	160	78
26	3,705	71	1,014	116	278	161	76
27	3,599	72	986	117	270	162	74
28	3,497	73	958	118	262	163	72
29	3,398	74	931	119	255	164	70
30	3,302	75	904	120	248	165	68
31	3,208	76	878	121	241	166	66
32	3,117	77	854	122	234	167	64
33	3,029	78	829	123	227	168	62
34	2,943	79	806	124	221	169	60
35	2,859	80	783	125	214	170	59
36	2,778	81	761	126	208	171	57
37	2,699	82	739	127	202	172	55
38	2,623	83	718	128	197	173	54
39	2,548	84	698	129	191	174	52

40	2,476	85	678	130	186	175	51
41	2,406	86	659	131	180	176	49
42	2,337	87	640	132	175	177	48
43	2,271	88	622	133	170	178	
44	2,207	89	604	134	165	179	
45	2,144	90	587	135	161	180	

表 7

本发明中，除了特意指出的上行专用物理信道以外，默认的专用信道的都指下行专用物理信道。所谓上行就是 UE 到基站，下行就是基站往 UE。

- 5 上行 DPCH 分 DPDCH 和 DPCCH, DPDCH 传送数据数据, DPCCH 传送控制信息。其中 DPCCH 有 FBI 域，它就是用来通知基站调整相位或幅度的。上行专用物理信道的每个帧长为 10ms，分成 15 个时隙，每个时隙的长度为  $T_{\text{slot}}=2560$  chips，对应于一个功率控制周期。

- 10 下行 DPCH 的同样分为 DPDCH 和 DPCCH, DPDCH 传送数据数据, DPCCH 传送控制信息。其中 DPCCH 有 TPC, TFCI, Pilot 三个域。下行专用物理信道的每个长 10ms 的帧被分成 15 个时隙，每个时隙长为  $T_{\text{slot}}=2560$  chips，对应于一个功率控制周期。



## 权利要求书

1、一种实现专用信道闭环发射分集功能的方法，其中，根据移动终端的反馈信息分别计算出天线1和天线2的加权因子，其特征在于，该方法还包括以下步骤：

5       A. 将每个天线的加权因子分解为相位复乘系数和功率偏移项，并将功率偏移项换算得到功率偏移量A\_dB，所述相位复乘系数为实、虚部均为 $\pm 1$ 或0的复数；

      B. 利用所述相位复乘系数对组帧数据进行相位调整；

10       C. 利用所述功率偏移量A\_dB获取功率幅度值，然后利用获取的功率幅度值将步骤B中进行相位调整后的组帧数据在对应的天线发射出去。

2、根据权利要求1所述的方法，其特征在于，步骤A中所述功率偏移量是通过将功率偏移项取对数后乘以20得到。

15       3、根据权利要求2所述的方法，其特征在于，步骤C中所述获取功率幅度值是将功率控制模块计算出的功率dB值减去所述功率偏移量A\_dB，再利用两者的差值查功率量化表得到。

4、根据权利要求2所述的方法，其特征在于，当步骤A中所述功率偏移项为 $0.5^{1/2}$ 和 $0.8^{1/2}$ 时，功率偏移量A\_dB分别为-3.01dB和-0.97dB。

20       5、根据权利要求1所述的方法，其特征在于，步骤A中所述功率偏移量是将功率偏移项与 $2^n$ 之积，取对数后再乘以20得到，其中n为整数；

      步骤C中所述获取对应的功率幅度值是将功率控制模块计算出的功率dB值减去所述功率偏移量A\_dB，利用两者的差值查功率量化表得到对应的功率幅度值，然后再将该功率幅度值右移n位得到。

6、根据权利要求5所述的方法，其特征在于，步骤A中所述功率

偏移项为  $0.2^{1/2}$  时, 功率偏移量  $A_{dB}$  为  $-0.97\text{dB}$ ,  $n$  为 1。

7、根据权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 步骤 A 中天线 1 的加权因子对应的相位复乘系数为 0。

8、根据权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 步骤 B 包括:

5        B1、将相位复乘系数所有可能取值进行二进制编码, 所有可能取值是根据实、虚部均为  $\pm 1$  或 0 的所有复数确定, 共八种;

      B2、将组帧数据与所述相位复乘系数所有可能取值的二进制编码进行复乘运算, 得到八种结果;

      B3、将所述八种结果的实部依次输入第一多选器, 虚部依次输入第  
10    二多选器, 所述多选器为八选一多选器;

      B4、将步骤 A 中得到的相位复乘系数作为第一多选器和第二多选器的选择信号, 并将第一多选器输出的数据为实部, 第二多选器输出的数据为虚部, 取该实部和虚部组合的复数作为所述相位复乘系数与组帧数据进行复乘运算后的结果, 完成对组帧数据的相位调整。

15

1/2

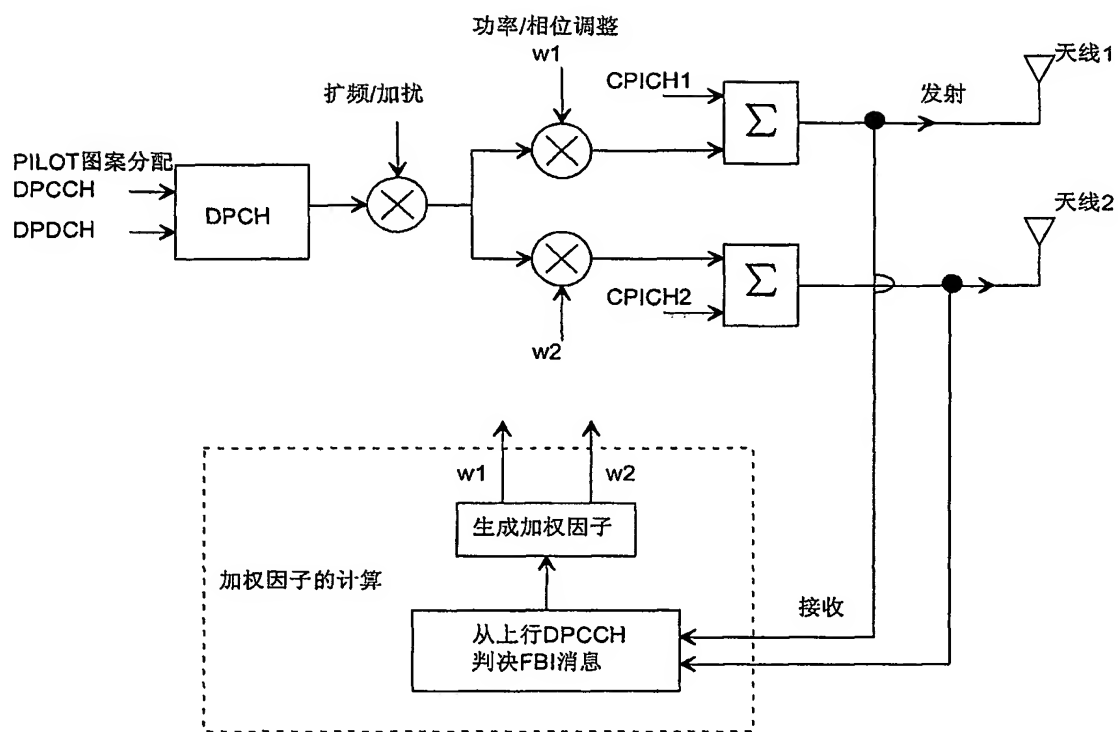


图 1

2/2

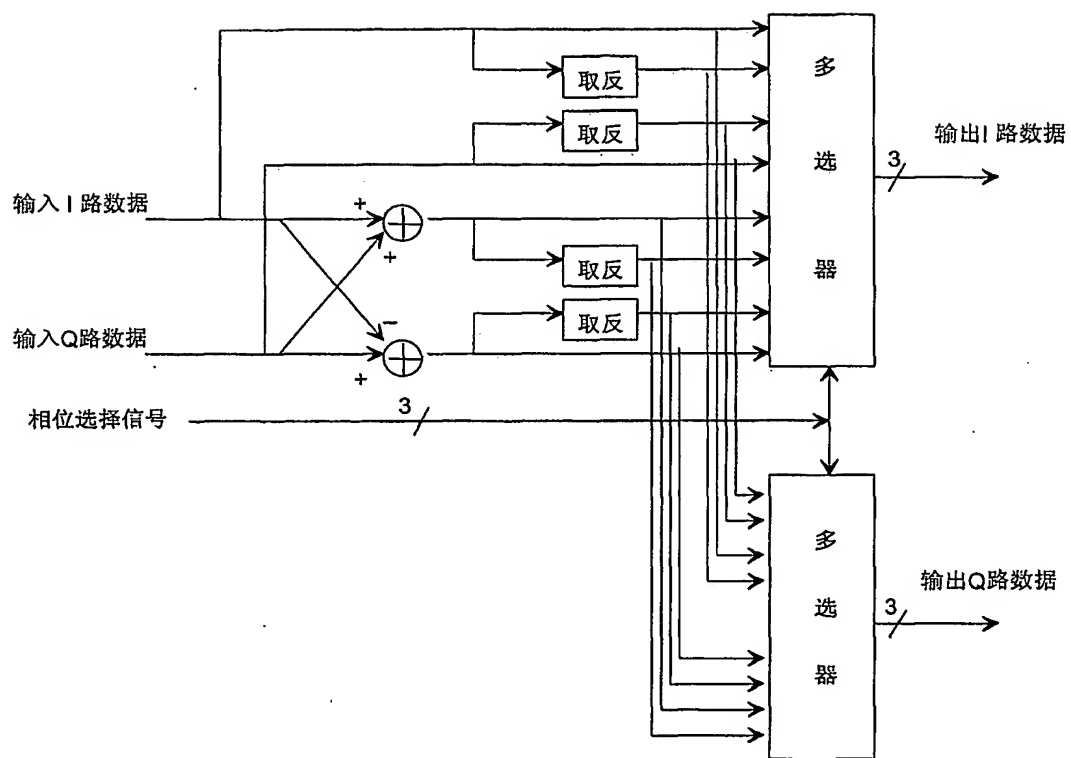


图 2

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN03/00948

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC<sup>7</sup>: H04B 7/26

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC<sup>7</sup>: H04B7/26 H04B7/06H04L25/02 H04B7/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

WPI EPODOC PAJ : WCDMA dedicated channel closed loop transmit+ diversity weight+ factor phase complex multiplication coefficient power offset term phase modulation framing data power amplitude value

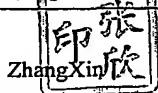
CNPAT: WCDMA 专用 信道 闭环 发射 分集 加权 因子 相位 复乘 系数 功率偏移 项 相位调整 组帧数据 功率幅度值

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	EP-A-1175022 (SAMSUNG ELECTRONICS CO.LTD(KR) ) 23.JAN.02 (23.01.02), see whole document	1-8
A	EP-A-1191755 (NOKIA CORPORATION(FI) ) 27.MAR.02 (27.03.02), see whole document	1-8
A	WO-A-0143311 (MATSUSHITA ELECTRIC INDUSTRIAL CO.LTD.(JP)) 14.JUN.01(14.06.01) , see whole document	1-8
A	CN-A-1291011(SAMSUNG ELECTRONICS CO.LTD(KR) ) 11.APR.01 (11.04.01), see whole document	1-8

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim (S) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search 24.DEC. 2003(24.12.03)	Date of mailing of the international search report 05.FEB 2004 (05.02.2004)
Name and mailing address of the ISA/CN 6 Xitucheng Rd., Jimen Bridge, Haidian District, 100088 Beijing, China Facsimile No. 86-10-62019451	Authorized officer  Telephone No. 86-10-62084546

**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**

Information patent family members

Search request No.

**PCT/CN03/00948**

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP1175022A	2002-01-23	KR2002008301A	2002-01-30
		US2002018530A	2002-02-14
		CN1337838A	2002-02-27
		JP2002111557A	2002-04-12
EP1191755A	2002-03-27	CN1345136A	2002-04-17
		BR0104272A	2002-05-07
		US6489692B	2002-12-03
		JP2002185376A	2002-06-28
WO0143311A	2001-06-14	AU1416401A	2001-06-18
		JP2001168777A	2001-06-22
		EP1156596A	2001-11-21
		CN1338162A	2002-02-27
CN1291011A	2001-04-11	EP1079543A	2001-02-28
		KR2001018995A	2001-03-15
		JP2001102976A	2001-04-13

国际检索报告

国际申请号  
PCT/CN03/00948

A. 主题的分类

IPC<sup>7</sup>: H04B 7/26

按照国际专利分类表(IPC)或者同时按照国家分类和 IPC 两种分类

B. 检索领域

检索的最低限度文献(标明分类体系和分类号)

IPC<sup>7</sup>: H04B7/26 H04B7/06H04L25/02 H04B7/00

包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献

在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称和, 如果实际可行的, 使用的检索词)

WPI EPODOC PAJ : WCDMA dedicated channel closed loop transmit+ diversity weight+ factor phase complex multiplication coefficient power offset term phase modulation framing data power amplitude value

CNPAT: WCDMA 专用 信道 闭环 发射 分集 加权 因子 相位 复乘 系数 功率偏移 项 相位调整 组帧数据 功率幅度值

C. 相关文件

类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求编号
A	EP-A-1175022 (SAMSUNG ELECTRONICS CO.LTD(KR)) 2002 年 1 月 23 日(23.01.02), 全文	1-8
A	EP-A-1191755 (NOKIA CORPORATION(FI)) 2002 年 3 月 27 日(27.03.02), 全文	1-8
A	WO-A-0143311 (MATSUSHITA ELECTRIC INDUSTRIAL CO.LTD.(JP)) 2001 年 6 月 14 日(14.06.01), 全文	1-8
A	CN-A-1291011(SAMSUNG ELECTRONICS CO.LTD(KR)) 2001 年 4 月 11 日(11.04.01), 全文	1-8

☐ 其余文件在 C 栏的续页中列出。

☒ 见同族专利附件。

\* 引用文件的专用类型:


“A” 明确叙述了被认为不是特别相关的一般现有技术的文件  
“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先的专利或专利申请  
“L” 可能引起对优先权要求的怀疑的文件, 为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件  
“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件  
“P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件

“T” 在申请日或优先权日之后公布的在后文件, 它与申请不相抵触, 但是引用它是为了理解构成发明基础的理论或原理  
“X” 特别相关的文件, 仅仅考虑该文件, 权利要求所记载的发明就不能认为是新颖的或不能认为是有创造性  
“Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 权利要求记载的发明不具有创造性  
“&” 同族专利成员的文件

国际检索实际完成的日期  
24.12 月 2003 年 (24.12.03)

国际检索报告邮寄日期  
05 · 2月 2004 (05 · 02 · 2004)

国际检索单位名称和邮寄地址  
ISA/CN  
中国北京市海淀区西土城路 6 号(100088)  
传真号: 86-10-62019451

授权官员  
  
电话号码: 86-10-62084546

国际检索报告  
关于同族专利成员的情报

国际申请号  
PCT/CN03/00948

检索报告中引用的 专利文件	公布日期	同族专利成员	公布日期
EP1175022A	2002-01-23	KR2002008301A	2002-01-30
		US2002018530A	2002-02-14
		CN1337838A	2002-02-27
		JP2002111557A	2002-04-12
EP1191755A	2002-03-27	CN1345136A	2002-04-17
		BR0104272A	2002-05-07
		US6489692B	2002-12-03
		JP2002185376A	2002-06-28
WO0143311A	2001-06-14	AU1416401A	2001-06-18
		JP2001168777A	2001-06-22
		EP1156596A	2001-11-21
		CN1338162A	2002-02-27
CN1291011A	2001-04-11	EP1079543A	2001-02-28
		KR2001018995A	2001-03-15
		JP2001102976A	2001-04-13